

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-244092

(43)Date of publication of application : 29.08.2003

(51)Int.Cl.

H04J 11/00
H04J 13/04

(21)Application number : 2002-039804

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 18.02.2002

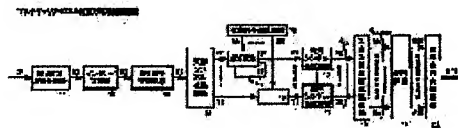
(72)Inventor : FUJITA TAKASHI
KIZAWA TAKESHI
HORI SATORU
SAKATA TORU
MORIKURA MASAHIRO

(54) TRANSMISSION APPARATUS FOR MULTICARRIER – CDMA MODULATION SYSTEM AND RECEIVING APPARATUS FOR MULTICARRIER – CDMA MODULATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide multicarrier – CDMA communication with high reliability.

SOLUTION: The transmission apparatus adopting the multicarrier – CDMA modulation system is configured such that an interleave means for replacing the order of data outputted from an error correction coding means by each block length equal to an interleave size is provided between the error correction coding means and a transmission signal modulation circuit, and a transmission symbol composite means for composing the number of consecutive modulation symbols outputted from a first multiplier means by the number equal to the number of code multiplex and a first input output signal width conversion means for converting parallel composite symbols of the number equal to a spread rate outputted from the transmission symbol composite means into parallel composite subcarrier signals whose number is equal to the number of transmission subcarriers are provided between the first multiplier means and a multicarrier modulation means.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-244092

(P2003-244092A)

(43) 公開日 平成15年8月29日 (2003.8.29)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テームト* (参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 2 2
13/04		13/00	G

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2002-39804(P2002-39804)

(22) 出願日 平成14年2月18日 (2002.2.18)

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72) 発明者 藤田 隆史

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(72) 発明者 鬼沢 武

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(74) 代理人 100074066

弁理士 本間 崇

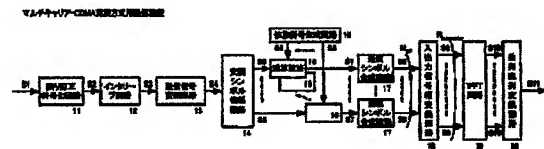
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置およびマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置

(57) 【要約】

【目的】 信頼性の高いマルチキャリアーCDMA通信を提供することを目的とする。

【構成】 マルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置において、誤り訂正符号化手段と送信信号変調回路との間に、誤り訂正符号化手段から出力されるデータを、インタリーブサイズに等しいブロック長毎に順番を入れ替えるインタリーブ手段を備え、第一の乗算手段とマルチキャリア変調手段との間に、第一の乗算手段から出力される連続した変調シンボルを、符号多重数に等しい数だけ合成する送信シンボル合成手段と、送信シンボル合成手段から出力される拡散率に等しい数の並列合成シンボルを、送信サブキャリア数に等しい数の並列合成サブキャリア信号に変換する第一の入出力信号幅変換手段と、を備えるように構成する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力データの誤り訂正符号化を行う誤り訂正符号化手段と、
前記誤り訂正符号化手段から出力されるデータを用いて変調を行い変調シンボルを生成する送信信号変調手段と、前記送信信号変調手段から出力される連続した変調シンボルを拡散率に等しい数だけ複製する変調シンボル複製手段と、拡散率に等しい長さの拡散符号系列を生成する第一の拡散符号生成手段と、前記変調シンボル複製手段を用いて複製される変調シンボルおよび前記第一の拡散符号生成手段にて生成された拡散符号を周波数方向に乗算し拡散する第一の乗算手段と、前記第一の乗算手段から出力された変調シンボルに一括マルチキャリア変調を行い、マルチキャリア変調信号を出力するマルチキャリア変調手段と、前記マルチキャリア変調手段の出力信号であるマルチキャリア変調信号を入力され、時系列方向の送信信号を生成する第一の並列直列変換手段と、を備えるマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置において、
前記誤り訂正符号化手段と前記送信信号変調回路との間に、
前記誤り訂正符号化手段から出力されるデータを、インタリーブサイズに等しいブロック長毎に順番を入れ替えるインタリーブ手段を備え、
前記第一の乗算手段と前記マルチキャリア変調手段との間に、
前記第一の乗算手段から出力される連続した変調シンボルを、符号多重数に等しい数だけ合成する送信シンボル合成手段と、
前記送信シンボル合成手段から出力される拡散率に等しい数の並列合成シンボルを、送信サブキャリア数に等しい数の並列合成サブキャリア信号に変換する第一の入出力信号幅変換手段と、
を備えることを特徴とする、マルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置。

【請求項 2】 前記送信シンボル合成手段は、符号多重化数に等しい連続した変調シンボルを各サブキャリア毎に直列並列変換する第一の直列並列変換手段と、
前記第一の直列並列変換手段により直列並列変換された変調シンボルを合成するシンボル合成手段と、
を有することを特徴とする、請求項 1 に記載のマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置。

【請求項 3】 前記第一の入出力信号幅変換手段は、拡散率に等しい数の並列合成シンボルを並列直列変換する第二の並列直列変換手段と、
前記第二の並列直列変換手段により並列直列変換されたシンボルを全送信サブキャリア数に等しい数に直列並列変換する第二の直列並列変換手段と、
を有することを特徴とする、請求項 1 に記載のマルチキ

ャリアー CDMA 変調方式用送信装置。

【請求項 4】 請求項 1 に記載のマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置から送信される信号を受信し、サブキャリア数に等しい数の並列出力に変換する第三の直列並列変換手段と、前記第三の直列並列変換手段から出力されるマルチキャリア変調信号に対して一括マルチキャリア復調を行い、サブキャリア信号を出力するマルチキャリア復調手段と、請求項 1 に記載のマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置における第一の拡散符号生成手段が生成した拡散符号系列と等しい拡散符号系列を生成する第二の拡散符号生成手段と、前記マルチキャリア復調手段から出力された受信シンボルと前記第二の拡散符号生成手段により生成された拡散符号とを周波数方向に乗算し逆拡散する第二の乗算手段と、前記第二の乗算手段により出力された受信シンボルを、周波数方向に拡散率の間隔毎に拡散率に等しい数だけ合成して合成受信シンボルを出力する受信シンボル合成手段と、前記受信シンボル合成手段から並列に出力される受信シンボル列を復調する受信信号復調手段と、前記受信信号復調手段から出力されたデータ列の誤り訂正符号を復号化する誤り訂正復号化手段と、を備えるマルチキャリアー CDMA 変調方式用受信装置において、
前記マルチキャリア復調手段と前記第二の乗算手段との間に、
前記マルチキャリア復調手段から出力されるサブキャリア数に等しい数の並列サブキャリア信号を、拡散率に等しい数の並列受信シンボルに変換する第二の入出力信号幅変換手段と、
前記第二の入出力信号幅変換手段から出力される受信シンボルを、符号多重数に等しい数だけ複製する受信シンボル複製手段と、
を備え、
前記受信信号復調手段と前記誤り訂正復号化手段との間に、

請求項 1 に記載のマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置が備えるインタリーブ手段が行う変換の逆変換を行うデインタリーブ手段を備えたことを特徴とする、マルチキャリアー CDMA 変調方式用受信装置。

【請求項 5】 前記受信シンボル複製手段は、入力された一つのサブキャリア信号を符号多重化数に等しい数だけ複製するシンボル複製手段と、
前記シンボル複製手段により複製されたサブキャリア信号を並列直列変換する第三の並列直列変換手段と、
を有することを特徴とする、請求項 4 に記載のマルチキャリアー CDMA 変調方式用受信装置。

【請求項 6】 前記第二の入出力信号幅変換手段は、全受信サブキャリア数に等しい並列サブキャリア信号を並列直列変換する第四の並列直列変換手段と、
前記第四の並列直列変換手段により並列直列変換されたサブキャリア信号を、拡散率の数に等しい数の並列受信

シンボルを直列並列変換する第四の直列並列変換手段と、
を有することを特徴とする、請求項4に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置。

【請求項7】 前記インタリーブ手段におけるインタリーブパラメータは、別途入力される制御信号に従って適応的に変化することを特徴とする、請求項1～請求項3のいずれか1項に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置。

【請求項8】 前記デインタリーブ手段におけるインタリーブパラメータは、別途入力される制御信号に従って適応的に変化することを特徴とする、請求項4～請求項6のいずれか1項に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル無線通信システムにおいてマルチキャリアーCDMA (Multi Carrier-Code Division Multiple Access) 変調方式信号の送受信を行うマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置および受信装置に関し、特に、周波数選択性フェージングに起因して生じる近接する信号間での劣化を抑制する観点から、送受信データ列の順序入れ替え(インタリーブ)を施すマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置および受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 [マルチキャリア変調方式とインタリーブ] マルチキャリア変調方式は複数のサブキャリアを用いて情報伝送する方式である。サブキャリアごとの入力データ信号はQPSK (Quadrature Phase Shift Keying) や16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 等に変調される。このようなマルチキャリア変調方式の中で、各サブキャリアの周波数が直交関係にある直交マルチキャリア変調方式は、直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 変調方式と呼ばれ、周波数利用効率が高く、マルチパス伝搬が問題となる無線通信システムで広く適用されている。

【0003】ところで、データの誤りには、誤りビットがランダムに発生するランダム誤りのほか、誤りビットが連続して発生するバースト誤りがある。このバースト誤りに対する、誤り訂正後のデータ列のビット誤り率を改善する手法として、データ列をある特定のブロックサイズに渡って順番を入れ替える操作(インタリーブ操作)が知られている(参考文献:IEEE802.11*

*a, "High Speed Physical Layer (PHY) in the 5GHz band", 1999.)。

【0004】このインタリーブ操作は、周波数選択性フェージングのため互いに隣接したサブキャリアが同時に影響を受けやすく、バースト誤りが多く発生しがちなマルチパス干渉下でのマルチキャリア変調方式において、特に有用である。

【0005】図10にインタリーブ操作を含んだマルチキャリア変調方式用送信装置のブロック図を示す。マルチキャリア変調方式用送信装置は、入力データの誤り訂正符号化を行う誤り訂正符号化手段と、前記誤り訂正符号化手段から出力されるデータをインタリーブサイズに等しいブロック長毎に順番を入れかえるインタリーブ手段と、前記インタリーブ手段の出力データを用いて変調を行い、変調シンボルを生成する送信信号変調手段と、前記送信信号変調手段を用いて生成される連続した変調シンボルをサブキャリア信号として並列に出力する第五の直列並列変換手段と、

【0006】前記第五の直列並列変換手段により出力されるサブキャリア信号に対して一括マルチキャリア変調を行いマルチキャリア変調信号を出力するマルチキャリア変調手段と、前記マルチキャリア変調手段によりマルチキャリア変調信号を入力され、時系列方向の送信信号を生成する第五の並列直列変換手段とから構成される。ただし、ここではマルチキャリア変調手段として逆フーリエ変換を用いている。

【0007】図11にデインタリーブ操作を含んだマルチキャリア変調方式用受信装置のブロック図を示す。マルチキャリア変調方式用受信装置は、前記マルチキャリア変調方式用送信装置から送信される信号を受信しサブキャリア数に等しい数の並列出力に変換する第六の直列並列変換手段と、前記第六の直列並列変換手段から出力されるマルチキャリア変調信号に対して一括マルチキャリア復調を行いサブキャリア信号を出力するマルチキャリア復調手段と、前記マルチキャリア復調手段により並列に出力されるサブキャリア信号を連続した受信シンボル列に変換する第六の並列直列変換手段と、

【0008】前記第六の並列直列変換手段により出力された受信シンボルを復調する受信信号復調手段と、図10に記載のインタリーブ手段の逆操作を行うデインタリーブ手段と、前記デインタリーブ手段から出力されたデータ列の誤り訂正符号を復号化する誤り訂正復号化手段とから構成される。ただし、ここではマルチキャリア復調手段としてフーリエ変換を用いている。

【0009】マルチキャリア変調方式における通常のインタリーブ操作は、図12において、

$$\begin{aligned} (\text{インタリーブブロックサイズ}) &= N_{\text{subcarrier}} \times N_{\text{bits/symbol}} \\ (\text{インタリーブセグメント長}) &= N_{\text{subcarrier}} / A \\ (\text{インタリーブ深さ}) &= N_{\text{bits/symbol}} \times A \end{aligned}$$

5

とした場合に相当する。ただしAの値は、一般にはサブキャリア数の適当な約数である。

【0010】ここで無線LANの国際規格として広く認知されているIEEE802.11aにおいては(参考文献: IEEE802.11a, "High Spee

$$\text{(インタリーブブロックサイズ)} = N_{\text{subcarrier}} \times N_{\text{bits/symbol}} = 48 \times 2 = 96$$

$$\text{(インタリーブセグメント長)} = N_{\text{subcarrier}} / A = 48 / 3 = 16$$

$$\text{(インタリーブ深さ)} = N_{\text{bits/symbol}} \times N_{\text{code}} = 2 \times 3 = 6$$

が規定されており、インタリーブ回路12の前後においては、

(入力ビットデータ列S2) = {b1, b2, b3, b4, . . . , b17, b18, b19, b20, . . . , b33, b34, b35, b36, . . . , b96}

(出力ビットデータ列S3) = {b1, b17, b33, . . . , b2, b18, b34, . . . , b3, b19, b35, . . . , b4, b20, b36, . . . , b96}

を得る。また、同様にデインタリーブ回路32の前後においては、

(入力ビットデータ列S21) = {b1, b17, b33, . . . , b2, b18, b34, . . . , b3, b19, b35, . . . , b4, b20, b36, . . . , b96}

(出力ビットデータ列S22) = {b1, b2, b3, b4, . . . , b17, b18, b19, b20, . . . , b33, b34, b35, b36, . . . , b96}

を得る。

【0011】このように伝送しようとするデータ列中の連続するビット列は、インタリーブ操作により実際の周波数軸上ではインタリーブセグメント長間隔で並ぶシンボルの中に含まれることになる。逆に、実際の伝搬環境下で周波数軸上に連続して配置されたサブキャリアに含まれるデータビットは、デインタリーブ及び復調後のデータ列上ではインタリーブ深さ間隔で並ぶことになる。

【0012】すなわち、マルチパス干渉に起因する周波数選択性フェージングにより発生する周波数軸上のバースト誤りは、デインタリーブ操作によってインタリーブブロックサイズ内で拡散されることとなり、バースト誤りに対して耐性の低い誤り訂正符号化方式を用いた場合でも、良好な誤り訂正特性を得ることができる。

【0013】以上説明したように、マルチキャリア変調方式においてインタリーブを行った場合は、サブキャリア信号帯域全体にわたってビットインタリーブ効果がある。したがって、サブキャリア数を増やして信号帯域を広帯域化した場合には、その効果はより顕著となる。

6

* dPhysical Layer (PHY) in the 5GHz band", 1999.)、Aの値は3であり、かつ例えばサブキャリアの変調方式がQPSK(1変調シンボルあたりデータビット数 N

bits/symbol = 2)であるときには、

$$= N_{\text{subcarrier}} \times N_{\text{bits/symbol}} = 48 \times 2 = 96$$

$$= N_{\text{subcarrier}} / A = 48 / 3 = 16$$

$$= N_{\text{bits/symbol}} \times N_{\text{code}} = 2 \times 3 = 6$$

【0014】[マルチキャリアCDMA変調方式]上記したように、マルチキャリア変調方式はマルチパス干渉の影響を受けにくく広帯域伝送に適した変調方式であるが、限られた割り当て周波数のもとで、異なる使用周波数(チャンネル)の繰り返しにより近接する複数セル間での棲み分けを実現する場合には、1チャンネルあたりの周波数占有帯域幅が小さくならざるを得ない。

【0015】広帯域伝送を保証するために占有帯域を広く確保しながら複数セル間の面的な展開をはかる場合には、近隣のセルで同一の周波数を繰り返し使用せざるを得なくなり、同一チャンネル干渉が避けられなくなる。この場合、マルチキャリア変調方式の特性は大きく劣化する。

【0016】このため、利用周波数を同一の周波数帯域で共有しながら、符号分離により各利用者あるいは各セル間の分離を実現する変調方式としてマルチキャリアCDMA変調方式がある。これは複数のサブキャリアを用いて情報伝送するという点でマルチキャリア変調の一つの方式である。

【0017】上記マルチキャリア変調方式では一つのサブキャリアで一つの変調シンボル列の情報が伝送されるのに対し、このマルチキャリアCDMA方式では複数のサブキャリアで一つあるいは複数の変調シンボル列の情報が共有され、各サブキャリアがこの一つあるいは複数の変調シンボルから合成されて生成される。以後、前者をマルチキャリア変調方式、後者をマルチキャリアCDMA変調方式と呼んで区別する。

【0018】マルチキャリアCDMA変調方式は、マルチキャリア変調信号を生成するマルチキャリア変調手段(一般には逆フーリエ変換(FFT))の入力前に、拡散符号による符号分割の手法を取り入れた変調方式である。マルチキャリアCDMA変調方式では、入力データ列にしたがって変調された変調シンボル列を、周波数軸方向へ N_{sc} 個のサブキャリアにわたり複製する。この N_{sc} 個に複製されたサブキャリア信号に対し、周波数軸方向へ拡散符号を乗算する。この拡散されたサブキャリア信号に対して、マルチキャリア変調を施すことによりマルチキャリア変調信号を生成する。ここで、この N_{sc} の値を拡散率(Spreading Factor

r)と呼ぶ。

【0019】この時、 N_{sf} 個のサブキャリアで一つの変調シンボル列の情報を共有しているため、拡散を行わないマルチキャリア変調方式に比べて伝送速度は $1/N_{sf}$ に低下している。しかし、互いに直交する拡散符号により生成されたマルチキャリアCDMA変調信号同士は、干渉なく共存することができる。あるいは、あらかじめ直交する拡散符号系列によって符号多重化を行った上でマルチキャリアCDMA変調信号を生成することも可能である。

【0020】このように、符号分離により全体の伝送容量を劣化させることなく通信が可能であるため、直交拡散符号を他利用者あるいは他セルに割り振ることによる棲み分け、あるいは自局内での符号多重による伝送速度の向上などが、同時に実現可能となる。

【0021】また、マルチキャリアCDMA変調方式では、先に述べたようにサブキャリア単位での周波数方向へ拡散を行っているため、この拡散操作そのものがマルチパス干渉下での周波数選択性フェージングに対して有効な耐性を有する。これはマルチキャリアCDMA変調方式が元々その性質上有する特徴であり、周波数ダイバーシチ効果と呼ぶ。

【0022】図13に代表的なマルチキャリアCDMA変調方式用送信装置のブロック図を示す（参考文献：新他，“ブロードバンドパケット無線アクセスの検討”、電子情報通信学会信学技報，RCS2000-136，2000-10）。

【0023】マルチキャリアCDMA変調方式用送信装置は、入力データの誤り訂正符号化を行う誤り訂正符号化手段と、前記誤り訂正符号化手段から出力されるデータをを用いて変調を行い変調シンボルを生成する送信信号変調手段と、前記信号変調手段を用いて生成される連続した変調シンボルを、送信サブキャリア数を拡散率で除算した数だけ並列に出力する第七の直列並列変換手段と、前記第七の直列並列変換手段から出力された変調シンボルを拡散率に等しい数だけ複製する変調シンボル複製手段と、拡散率に等しい長さの拡散符号系列を生成する第一の拡散符号生成手段と、

【0024】前記変調シンボル複製手段を用いて複製される変調シンボルと、前記第一の拡散符号生成手段にて生成された拡散符号とを、周波数方向に乗算し拡散する第一の乗算手段と、前記第一の乗算手段から出力された変調シンボルに一括マルチキャリア変調を行い、マルチキャリア変調信号を出力するマルチキャリア変調手段と、前記マルチキャリア変調手段によりマルチキャリア変調信号が入力され、時系列方向の送信信号を生成する第一の並列直列変換手段とから構成される。

【0025】図14に代表的なマルチキャリアCDMA変調方式用受信装置のブロック図を示す（参考文献：新他，“ブロードバンドパケット無線アクセスの検討”、電子情報通信学会信学技報，RCS2000-136，2000-10）。

【0026】マルチキャリアCDMA変調方式用受信装置は、図13に示したマルチキャリアCDMA変調方式用送信装置により生成される信号を受信し、サブキャリア数に等しい数の並列出力に変換する第三の直列並列変換手段と、前記第三の直列並列変換手段から出力されるマルチキャリア変調信号に対して一括マルチキャリア復調を行い、サブキャリア信号を出力するマルチキャリア復調手段と、請求項1に記載の第一の拡散符号生成手段と等しい拡散符号系列を生成する第二の拡散符号生成手段と、

【0027】前記マルチキャリア復調手段から出力された受信シンボルと前記第二の拡散符号生成手段により生成された拡散符号とを周波数方向に乗算し逆拡散する第二の乗算手段と、前記第二の乗算手段により出力された受信シンボルを、周波数方向に拡散率の間隔毎に拡散率に等しい数だけ合成して合成受信シンボルを出力する受信シンボル合成手段と、

【0028】前記受信シンボル合成手段から並列に出力される受信シンボル列を連続した受信シンボル列に変換する第七の並列直列変換手段と、前記第七の並列直列変換手段により出力された受信シンボルを復調する受信信号復調手段と、前記受信信号復調手段から出力されたデータ列に、請求項1に記載された誤り訂正符号を復号化するような復号化法を施す誤り訂正復号化手段とから構成される。

【0029】ここで、前記マルチキャリア変調方式用送信装置及び受信装置と比較して、インタリーブ手段及びデインタリーブ手段が廃されている。これは、マルチキャリアCDMA変調方式においては、拡散後拡散率に等しい数のサブキャリアにわたって信号を共有しているために、変調時には連続していた変調シンボルが、拡散後周波数軸上ではマルチキャリア変調方式の時の場合に比べて拡散率倍の間隔で配置されている。

【0030】そのために、マルチキャリア変調信号におけるシンボルの符号多重を考えない場合、とりわけサブキャリア数を拡散率で除算した時の数が小さい場合には、インタリーブブロックサイズそのものの大きさが小さくなり、拡散率の数のサブキャリアブロック毎のインタリーブを行うことの効果は小さくなってしまいうからである。

【0031】一つの無線送受信装置と複数の無線送受信装置とがハブ状に接続関係を確立しているような状況において、前者装置を基地局または親機、後者装置を通信局または子機と定義する。基地局と一つの通信局との接続関係のみに注目した場合に、図13及び図14に示すマルチキャリアCDMA変調方式用送信装置及び受信装置は、相互間通信における符号多重化を考慮していないため、伝送速度はマルチキャリア変調方式を用いた場

10

20

30

40

50

合の $1/N_{sf}$ となる。そこで、図 13 及び図 14 の従来装置を拡張し、一括マルチキャリア変調前及び一括マルチキャリア復調後に符号多重を行うことによって伝送速度を向上させたものが、図 15 の送信装置及び図 16 の受信装置である。

【0032】図 15 に拡張された従来のマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置のブロック図を示す。図 13 に示すマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置との差異は、点線で示す拡張部分である。図 15 に示した前記第三の乗算手段及び前記マルチキャリア変調手段との間に、符号多重化数に等しい連続した変調シンボルを各サブキャリア毎に直列並列変換する第八の直列並列変換手段と、前記第八の直列並列変換手段により出力された拡散率に等しい数の送信変調シンボル信号を合成するシンボル合成手段とが挿入されている。

【0033】図 16 に拡張された従来のマルチキャリアー CDMA 変調方式用受信装置のブロック図を示す。図 14 に示すマルチキャリアー CDMA 変調方式用受信装置との差異は、点線で示す拡張部分である。図 16 に示した前記マルチキャリア復調手段及び第四の乗算手段との間に、入力受信シンボル信号に対し符号多重数に等しい数だけのシンボルを複製するシンボル複製手段と、複製された符号多重数に等しい数の受信シンボルを並列直列変換する第八の並列直列変換手段とが挿入されている。

【0034】この図 15 のマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置及び図 16 のマルチキャリアー CDMA 変調方式用受信装置との構成によって、伝送データの符号多重化が可能となり、入力データ列の長さが等しい場合には伝搬空間中でのパケット長が短く出来るため、結果として符号多重数 N_{code} 倍の伝送速度の向上が可能である。

【0035】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上記従来のマルチキャリアー CDMA 変調方式には次のような問題があった。すなわち、マルチキャリアー CDMA 変調方式における周波数ダイバーシチ効果は、拡散率に等しい数のサブキャリア間でのみ生じる効果であるため、サブキャリア数を増やして信号帯域を広帯域化しても、拡散率を変化させない限り、周波数ダイバーシチ効果そのものは変化しないという問題である。

【0036】そこで、本発明は、かかる事情に鑑み、特に拡散率 N_{sf} よりもマルチキャリア変調信号サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ が大きくなる場合に、あるいは 1 変調シンボルあたり変調多値数 $N_{bits/symbol}$ が大きくなる場合に、マルチキャリア変調方式におけるビットインタリーブの仕組みを応用することによって、より信頼性の高いマルチキャリアー CDMA 通信を提供することを目的とする。

【0037】また、従来のマルチキャリアー CDMA 変

調用送信装置（受信装置）では、直並列変換後の変調シンボル複製から拡散（フーリエ変換後の逆拡散から変調シンボル合成）に至るまでの部分の処理が $(N_{subcarrier}) / (N_{sf})$ 個並列に付加され、回路構成が複雑かつ大規模になっているという問題があった（ここで、 $N_{subcarrier}$ は全信号帯域のサブキャリア数である）。この場合、回路規模を小さくして等価な操作を直列的に処理する構成も不可能ではないが、この構成では、装置内での処理が複雑になるために処理遅延が大きくなってしまふ。

【0038】そこで、本発明は、かかる事情に鑑み、変調前（復調後）のインタリーブ回路（デインタリーブ回路）でのビットインタリーブ操作を工夫することにより処理の並列度を下げて回路規模を小さくできるとともに、従来のマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置及び受信装置にはない良好なビットインタリーブ効果を発揮することによって、より信頼性の高いマルチキャリアー CDMA 通信を提供することを目的とする。

【0039】さらに従来のマルチキャリアー CDMA 送信装置及び受信装置ではインタリーブ回路が存在しないために、インタリーブパラメータを適応的に変化させて特性を向上させる仕組みが存在しないという問題もあった。

【0040】そこで、本発明は、かかる事情に鑑み、誤り訂正符号化手段（誤り訂正復号化手段）及び送信信号変調手段（受信信号復調手段）との間にインタリーブ回路を備えてそのインタリーブパラメータを柔軟かつ適応的に変化させることで、より信頼性の高いマルチキャリアー CDMA 通信を提供することを目的とする。

【0041】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、上記課題は、前記特許請求の範囲に記載の手段により、解決される。すなわち、請求項 1 に記載の発明は、入力データの誤り訂正符号化を行う誤り訂正符号化手段と、前記誤り訂正符号化手段から出力されるデータを用いて変調を行い変調シンボルを生成する送信信号変調手段と、前記送信信号変調手段から出力される連続した変調シンボルを拡散率に等しい数だけ複製する変調シンボル複製手段と、拡散率に等しい長さの拡散符号系列を生成する第一の拡散符号生成手段と、

【0042】前記変調シンボル複製手段を用いて複製される変調シンボルおよび前記第一の拡散符号生成手段にて生成された拡散符号を周波数方向に乗算し拡散する第一の乗算手段と、前記第一の乗算手段から出力された変調シンボルに一括マルチキャリア変調を行い、マルチキャリア変調信号を出力するマルチキャリア変調手段と、前記マルチキャリア変調手段の出力信号であるマルチキャリア変調信号を入力され、時系列方向の送信信号を生成する第一の並列直列変換手段と、を備えるマルチキャリアー CDMA 変調方式用送信装置において、

【0043】前記誤り訂正符号化手段と前記送信信号変調回路との間に、前記誤り訂正符号化手段から出力されるデータを、インタリーブサイズに等しいブロック長毎に順番を入れ替えるインタリーブ手段を備え、前記第一の乗算手段と前記マルチキャリア変調手段との間に、前記第一の乗算手段から出力される連続した変調シンボルを、符号多重数に等しい数だけ合成する送信シンボル合成手段と、前記送信シンボル合成手段から出力される拡散率に等しい数の並列合成シンボルを、送信サブキャリア数に等しい数の並列合成サブキャリア信号に変換する第一の入出力信号幅変換手段と、を備えることを特徴とする、マルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置である。

【0044】請求項1に記載の発明は、周波数すなわちサブキャリア方向に送信シンボルを複製する手段及び周波数方向に拡散符号を乗算し拡散する手段を備えているため、マルチキャリアーCDMA変調信号を生成することが可能である。

【0045】請求項1に記載の発明は、互いに直交する拡散符号系列を用いて個々の送信変調シンボルを符号多重する手段をマルチキャリア変調手段の前に備えているため、同一パケット内で多重化されたマルチキャリアーCDMA変調信号を一括生成することが可能である。

【0046】したがって、請求項1に記載の発明によれば、送信シンボル合成手段を備えているため、符号多重数を動的に変化させることができ、また、変調シンボル複製手段から送信シンボル合成手段に至るまでの部分の並列構成が廃されているため、拡散率を柔軟かつ容易に変化させることができる。

【0047】よって、請求項1に記載の発明によれば、通信時の伝搬環境や、他ユーザ及び他セルからの符号分離を考慮して、拡散率や符号多重数を動的に変化させることができる。

【0048】請求項2に記載の発明は、前記送信シンボル合成手段は、符号多重化数に等しい連続した変調シンボルを各サブキャリア毎に直列並列変換する第一の直列並列変換手段と、前記第一の直列並列変換手段により直列並列変換された変調シンボルを合成するシンボル合成手段と、を有することを特徴とする、請求項1に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置である。

【0049】ここで、送信シンボル合成手段に入力されるシンボル列は、あらかじめ、請求項1に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置におけるインタリーブ手段によって順番を入れ替えられたデータに基づき変調されたシンボル列である。

【0050】一般に、このシンボル列中にある連続する符号多重数 N_{code} 個のシンボルを合成した合成シンボルがマルチパス干渉による周波数選択性フェージングによって信号劣化を受けるため、連続した送信変調シンボル信号が劣化を受ける。しかし請求項2に記載の発明によ

れば、デインタリーブ後の復調データ中の誤りは、あらかじめ行われたビットインタリーブの効果により、連続しないようになっている。

【0051】請求項3に記載の発明は、前記第一の入出力信号幅変換手段は、拡散率に等しい数の並列合成シンボルを並列直列変換する第二の並列直列変換手段と、前記第二の並列直列変換手段により並列直列変換されたシンボルを全送信サブキャリア数に等しい数に直列並列変換する第二の直列並列変換手段と、を有することを特徴とする、請求項1に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置である。

【0052】請求項3に記載の発明において、第一の入出力信号幅変換手段は、拡散率 N_{sf} 個の並列入力と全信号サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ 個の並列出力を備え、拡散率 N_{sf} 個分のサブキャリアの信号帯域幅を有する信号を、全信号サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ 個分のサブキャリアの信号帯域幅を有する信号に変換できる。ただし、一般的には拡散率 N_{sf} の値は全信号サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ の約数になるよう設定される。

【0053】図17は、上記請求項1～請求項3までのいずれか1項に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置の動作を示すブロック図である。この図から、本マルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置は、図11に示す従来のマルチキャリア変調方式用送信装置を拡張したものであることがわかる。

【0054】すなわち、本マルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置は、従来のマルチキャリア変調方式送信装置構成の前半部分、後半部分を用いて構成することができるため、マルチキャリア変調方式に関する既存技術の転用、応用等が容易であるという利点を有する。

【0055】また、本マルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置は、図13（あるいは図15）に示す従来のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置と比較して、従来のマルチキャリア変調方式信号を送信することが実装上容易かつ自然である。

【0056】また、本マルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置は、従来装置と比較して並列度が小さい。したがって、本マルチキャリア変調方式用送信装置によれば、回路規模を小さくできるため、装置の低価格化及び低消費電力化を図ることができる。

【0057】請求項4に記載の発明は、請求項1に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置から送信される信号を受信し、サブキャリア数に等しい数の並列出力に変換する第三の直列並列変換手段と、前記第三の直列並列変換手段から出力されるマルチキャリア変調信号に対して一括マルチキャリア復調を行い、サブキャリア信号を出力するマルチキャリア復調手段と、請求項1に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置における第一の拡散符号生成手段が生成した拡散符号系列と等しい拡散符号系列を生成する第二の拡散符号生

10

20

30

40

50

成手段と、

【0058】前記マルチキャリア復調手段から出力された受信シンボルと前記第二の拡散符号生成手段により生成された拡散符号とを周波数方向に乗算し逆拡散する第二の乗算手段と、前記第二の乗算手段により出力された受信シンボルを、周波数方向に拡散率の間隔毎に拡散率に等しい数だけ合成して合成受信シンボルを出力する受信シンボル合成手段と、前記受信シンボル合成手段から並列に出力される受信シンボル列を復調する受信信号復調手段と、前記受信信号復調手段から出力されたデータ列の誤り訂正符号を復号化する誤り訂正復号化手段と、を備えるマルチキャリア-CDMA変調方式用受信装置において、

【0059】前記マルチキャリア復調手段と前記第二の乗算手段との間に、前記マルチキャリア復調手段から出力されるサブキャリア数に等しい数の並列サブキャリア信号を、拡散率に等しい数の並列受信シンボルに変換する第二の入出力信号幅変換手段と、前記第二の入出力信号幅変換手段から出力される受信シンボルを、符号多重数に等しい数だけ複製する受信シンボル複製手段と、を備え、

【0060】前記受信信号復調手段と前記誤り訂正復号化手段との間に、請求項1に記載のマルチキャリア-CDMA変調方式用送信装置が備えるインタリーブ手段が行う変換の逆変換を行うデインタリーブ手段を備えたことを特徴とする、マルチキャリア-CDMA変調方式用受信装置である。

【0061】請求項4に記載の発明は、周波数方向すなわちサブキャリア方向に送信時と同じ拡散符号を乗算し逆拡散する手段、及び逆拡散後の受信シンボルを合成する手段を備えるため、マルチキャリア-CDMA変調信号を復調することが可能である。

【0062】請求項4に記載の発明は、受信変調シンボルを送信時に符号多重された数だけ複製し、送信された時の拡散符号の組み合わせから得られる受信シンボルの全てを合成する手段をマルチキャリア復調手段の後に備えている。したがって、同一パケット内で多重化されたマルチキャリア-CDMA変調信号を一括復調することが可能である。

【0063】したがって、請求項4に記載の発明によれば、受信シンボル複製手段を備えているため、符号多重数を動的に変化させることができ、また、受信シンボル複製手段から受信シンボル合成手段に至るまでの部分の並列構成が廃されているため、送信信号の拡散率にあわせて、拡散率を柔軟かつ容易に変化させることができる。

【0064】よって、請求項4に記載の発明によれば、通信時の伝搬環境や、他ユーザ及び他セルからの符号分離を考慮して拡散率や符号多重数を動的に変化させた場合に、柔軟に信号を受信することが可能である。

【0065】請求項5に記載の発明は、前記受信シンボル複製手段は、入力された一つのサブキャリア信号を符号多重化数に等しい数だけ複製するシンボル複製手段と、前記シンボル複製手段により複製されたサブキャリア信号を並列直列変換する第三の並列直列変換手段と、を有することを特徴とする、請求項4に記載のマルチキャリア-CDMA変調方式用受信装置である。

【0066】マルチキャリア-CDMA変調方式では、拡散率 N_{sf} 個のサブキャリアにわたってシンボル情報が共有される。さらに本発明の構成では、符号多重数 N_{code} 個の変調シンボルが合成されている。すなわち、請求項5に記載のマルチキャリア変調方式用受信装置における受信シンボル複製手段に入力されるシンボル列には、一つの受信シンボルあたり符号多重数 N_{code} 個の変調シンボル情報が重ね合わされている。

【0067】この受信シンボルに、送信時の多重符号を周波数軸方向に乗算して逐次取り出し、拡散率 N_{sf} 個のサブキャリアにわたって合成してそれぞれの復調のためのシンボルを得ることができる。このように、符号に対応する情報を逐次取り出して乗算するための受信シンボル複製手段が、請求項5に示す発明の構成によって提供される。

【0068】請求項6に記載の発明は、前記第二の入出力信号幅変換手段は、全受信サブキャリア数に等しい並列サブキャリア信号を並列直列変換する第四の並列直列変換手段と、前記第四の並列直列変換手段により並列直列変換されたサブキャリア信号を、拡散率の数に等しい数の並列受信シンボルを直列並列変換する第四の直列並列変換手段と、を有することを特徴とする、請求項4に記載のマルチキャリア-CDMA変調方式用受信装置である。

【0069】請求項6に記載の発明における、第二の入出力信号幅変換手段は、全信号サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ 個の並列入力と拡散率 N_{sf} 個の並列出力を備えるため、全信号サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ 個分のサブキャリアの信号帯域幅を有する信号を、拡散率 N_{sf} 個分のサブキャリアの信号帯域幅を有する信号に変換できる。

【0070】図18は、請求項4～請求項6までのいずれか1項に記載のマルチキャリア-CDMA変調方式用受信装置の動作を示すブロック図である。この図から、本発明に係るマルチキャリア-CDMA変調方式用送信装置は、図11に示す従来のマルチキャリア変調方式用受信装置を拡張したものだということがわかる。

【0071】すなわち、本マルチキャリア-CDMA変調方式用受信装置は、マルチキャリア変調方式受信装置構成の前半部分および後半部分を用いて構成することができるため、マルチキャリア変調方式に関する既存技術の転用、応用等が容易であるという利点を有する。

【0072】また、本マルチキャリア-CDMA変調方

式用受信装置は、図14（あるいは図16）に示す従来のマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置と比較して、従来のマルチキャリア変調方式信号受信することが実装上容易かつ自然である。

【0073】また、本マルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置は、従来装置と比べて並列度が小さい。したがって、本マルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置によれば、回路規模を小さくすることができるため、装置の低廉化及び低消費電力化をはかることができる。

【0074】請求項7に記載の発明は、前記インタリーブ手段におけるインタリーブパラメータは、別途入力される制御信号に従って適応的に変化することを特徴とする、請求項1～請求項3のいずれか1項に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置である。

【0075】請求項8に記載の発明は、前記デインタリーブ手段におけるインタリーブパラメータは、別途入力される制御信号に従って適応的に変化することを特徴とする、請求項4～請求項6のいずれか1項に記載のマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置である。

【0076】請求項7に記載の発明によれば、伝搬路上*

$$(\text{インタリーブブロックサイズ}) = N_{\text{subcarrier}} \times N_{\text{bits/symbol}}$$

$$(\text{インタリーブセグメント長}) = N_{\text{subcarrier}} / A$$

$$(\text{インタリーブ深さ}) = N_{\text{bits/symbol}} \times A$$

であるのに対し、マルチキャリアーCDMA変調方式におけるインタリーブパラメータを、

$$(\text{インタリーブブロックサイズ}) = N_{\text{subcarrier}} \times N_{\text{bits/symbol}} \times N_{\text{code}} \times N_{\text{sf}}$$

$$(\text{インタリーブセグメント長}) = N_{\text{subcarrier}} / N_{\text{sf}}$$

$$(\text{インタリーブ深さ}) = N_{\text{bits/symbol}} \times N_{\text{code}} \text{ とする。ただし、}$$

$N_{\text{subcarrier}}$: 全マルチキャリア信号サブキャリア数

$N_{\text{bits/symbol}}$: 1変調シンボルあたり情報ビット数

N_{code} : 符号多重数

N_{sf} : 拡散率

A : $N_{\text{subcarrier}}$ の適当な約数（適正值はフェージングの状態により決まる）

であり、これらの情報がインタリーブ手段及びデインタリーブ手段への制御入力となる。

【0081】ただし、本発明の構成において前記マルチキャリアーCDMA変調方式インタリーブパラメータ定義に従った時、全信号サブキャリア数に比べて拡散率が小さい場合には、逆にビットインタリーブの効果が小さくなってしまふ。例えば最も極端な場合、 $N_{\text{sf}} = 1$ かつ※

$$(\text{インタリーブブロックサイズ}) = N_{\text{subcarrier}} \times N_{\text{bits/symbol}} \times N_{\text{code}} / N_{\text{sf}}$$

とし、 $N_{\text{sf}} \geq A$ の時には、

$$(\text{インタリーブセグメント長}) = N_{\text{subcarrier}} / N_{\text{sf}}$$

$$(\text{インタリーブ深さ}) = N_{\text{bits/symbol}} \times N_{\text{code}}$$

$N_{\text{sf}} < A$ の時には、

$$(\text{インタリーブセグメント長}) = N_{\text{subcarrier}} / A$$

* のマルチパス干渉による周波数選択性フェージングに対し有効なインタリーブを実施することができる。請求項8に記載の発明によれば、伝搬路上のマルチパス干渉による周波数選択性フェージングに対し有効なデインタリーブ手段を実現することができる。

【0077】従来のマルチキャリア変調方式では、同一パケット内でのフェージング状態の時間的変化が小さいことから、インタリーブブロックサイズは、1シンボル区間に含まれるデータ長から決定される。

10 【0078】これと同様に、マルチキャリアーCDMA変調方式においても1シンボル区間に含まれるデータ長によりインタリーブサイズを決めることが望ましいが、この場合インタリーブサイズは拡散率 N_{sf} 及び符号多重数 N_{code} のパラメータを含む。

【0079】よって、インタリーブブロックサイズ、インタリーブセグメント長、及びインタリーブ深さのパラメータは、拡散率 N_{sf} 及び符号多重数 N_{code} の数にあわせて動的かつ適応的に変化させることが有効である。

20 【0080】すなわち、マルチキャリア変調方式におけるインタリーブパラメータが、

※ $N_{\text{code}} = 1$ のときのマルチキャリアーCDMA変調方式信号は、マルチキャリア変調方式信号に等しくなるが、前記マルチキャリア変調方式インタリーブパラメータ定義に従うと、これは $A = 1$ の時に相当する。

【0082】しかしこれは一般にはフェージングの状態により決まる適正值とは考えにくいいため、例えば、

のように定義すると更に有効であると考えられる。

【0083】これに対して、図15に示されている拡張された従来のマルチキャリアーCDMA変調方式送信装置によってマルチキャリアーCDMA変調信号を生成した場合には、インタリーブ過程を経ずに連続したデータ列をもとに変調シンボルが生成される。サブキャリア数 $N_{\text{subcarrier}}$ が拡散率 N_{sf} よりも大きい場合には、第三の直列並列変換回路によって連続するシンボルは周波数方向に直列並列変換されるため、傾向として本発明の構成とほぼ同様のフェージングの影響を受ける。

【0084】しかし1シンボルあたりのデータビット数 $N_{\text{bits/symbol}}$ が2よりも大きい多値変調を行った場合には、図15に示す方式の場合シンボルを構成するデータビットそのものは連続しているために、本発明による構成に比べると通信品質は劣化し、この劣化の程度は多値化数が大きくなるほど顕著になる。また、全信号サブキャリア数に比べて拡散率が小さい場合には、先述のように通信品質が劣化する。

【0085】しかも、従来のマルチキャリアーCDMA変調方式送信装置はインタリーブ回路を持たないために、先に例で示したように、拡散率 N_{sf} 、符号多重数 N_{code} 、フェージングの状態により決まる定数 A 等の値に基づいて柔軟かつ適応的にインタリーブパラメータ変化させるのと同様の特性改善効果を得るのは困難である。

【0086】

【発明の実施の形態】〔請求項1に記載の発明の実施の形態〕請求項1に記載の発明によるマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置の実施の形態を図1に示す。図10、図13、図15、及び図17の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。

【0087】送信データ $S1$ は誤り訂正符号化器11に入力され、誤り訂正用の冗長性を付せられ符号化後の送信データ $S2$ として出力される。符号化後送信データ $S2$ はインタリーブ回路12に入力され、インタリーブサイズ、インタリーブセグメント長、インタリーブ深さ等のパラメータに従い、データの順番を入れ替えられる。

【0088】インタリーブ後送信データ $S3$ は送信信号変調器13に入力され、1変調シンボルあたりデータビット (例えばQPSK (Quadrature Phase Shift Keying) であれば2ビット、16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) であれば4ビット) 毎に変調器の変調方式に従ってシンボルが生成され、変調シンボル列 $S4$ が出力される。

【0089】送信シンボル列 $S4$ は、変調シンボル複製回路14に入力され、拡散率 N_{sf} に等しい数の変調シンボル列に複製され、シンボル列 $S5$ として並列に出力される。すなわち、シンボル列 $S4$ 及び拡散率 N_{sf} にわた

$$= N_{\text{bits/symbol}} \times A \times N_{\text{code}} / N_{\text{sf}}$$

って並列に出力される各々のシンボル列 $S5$ は等しいシンボル列となる。拡散符号生成回路15では、拡散率 N_{sf} に等しい数の並列信号出力 $S6$ が得られ、これが周波数軸上での拡散符号となる。

【0090】このように、送信信号複製回路14と拡散符号生成回路15とは、いずれも拡散率 N_{sf} に等しい並列出力を有し、対応する出力要素同士が乗算回路16にて乗算され、シンボル (列) $S7$ が出力される。すなわち、あるタイミングでのシンボル出力 $S5$ 、 $1 = \{(m5_1, 1), (m5_2, 1), (m5_3, 1), \dots, (m5_N_{\text{sf}}, 1)\}$ および拡散符号出力 $S6$ 、 $1 = \{(m6_1, 1), (m6_2, 1), (m6_3, 1), \dots, (m6_N_{\text{sf}}, 1)\}$ との間で、それぞれの対応する要素同士の乗算により、シンボル出力 $S7$ 、 $1 = \{(m5_1, 1) * (m6_1, 1), (m5_2, 1) * (m6_2, 1), (m5_3, 1) * (m6_3, 1), \dots, (m5_N_{\text{sf}}, 1) * (m6_N_{\text{sf}}, 1)\}$ を得ることになる。

【0091】シンボル列 $S7$ は、送信シンボル合成回路17に入力され、符号多重数 N_{code} 個毎に合成されて合成シンボル列 $S8$ として出力される。合成シンボル列 $S8$ は拡散率 N_{sf} 個の並列入力として入力信号幅変換回路18に入力され、信号線数が変換されてマルチキャリアーCDMA変調信号の全サブキャリア数 $N_{\text{subcarrier}}$ 個の並列出力を有する合成サブキャリア信号列 $S9$ に変換される。

【0092】周波数領域の合成サブキャリア信号 $S9$ は、逆フーリエ変換回路19に入力され、マルチキャリアー括変調が行われて時間領域の送信信号 $S10$ が出力される。この時間領域の送信信号 $S10$ が、並列直列変換回路20にて並列直列変換され、時系列に従った送信信号 $S11$ が出力される。一般に、マルチキャリアー変調の際にはガードインターバルが付加されるが、図中も含めてここではその手続きを省略してある。

〔請求項2に記載の発明の実施の形態〕図1に示す請求項1に記載の発明に係るマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置の実施の形態における、請求項2の発明に係るサブキャリア信号合成手段の実施の形態を図2に示す。図1の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。

【0093】シンボル列 $S7$ は、送信シンボル合成回路17に入力され、 N_{code} 個毎に合成されて合成シンボル列 $S8$ として出力される。ここでの送信シンボル合成回路17の働きは、入力シンボル列 $S7$ 中の連続する N_{code} 個のシンボルに直列並列変換過程21を施し、得られたシンボル $S12$ をシンボル合成過程22により複素平面上で合成 (和算) することにより合成シンボル $S8$ を得ることに相当する。このときの合成シンボル列 $S8$ の長さは、入力シンボル列 $S7$ の長さの $1/N_{\text{code}}$ 倍

になる。

〔請求項3に記載の発明の実施の形態〕図1に示す請求項1に記載の発明に係るマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置の実施の形態における、請求項3に記載の発明に係る第一の入出力信号幅変換手段の実施の形態を図3に示す。図1の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。

【0094】合成シンボル S_8 は、拡散率 N_{sf} 個の並列入力として入力信号幅変換回路18に入力され、信号線数が変換されてマルチキャリアーCDMA変調信号の全サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ 個の並列出力を有する合成サブキャリア信号列 S_9 に変換される。ここでの入出力信号幅変換回路18の働きは、拡散率 N_{sf} 個の並列入力よりなる合成シンボル列 S_8 に一旦並列直列変換過程23を施し、得られた合成シンボル列 S_{13} に再び直列並列変換過程24を施して全サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ 個の並列出力よりなる合成サブキャリア信号列 S_9 に変換することに相当する。このときの合成サブキャリア信号列 S_9 の長さは、合成シンボル列 S_8 の長さとは比べて $N_{sf}/N_{subcarrier}$ 倍になる。

〔請求項4に記載の発明の実施の形態〕請求項4に記載の発明に係るマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置の実施の形態を図4に示す。図11、図14、図16、及び図18の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。

【0095】受信信号列 S_{14} は、直列並列変換回路25に入力され、時間領域の並列受信信号列 S_{15} に変換される。時間領域の並列信号列 S_{15} は、フーリエ変換回路26に入力され、マルチキャリアー一括復調が行われて周波数領域の受信サブキャリア信号 S_{16} に変換される。受信サブキャリア信号列 S_{16} は、全サブキャリア $N_{subcarrier}$ の並列信号であるが、これを入力信号として入出力信号幅変換回路27へ入力し、信号線数が変換されて拡散率 N_{sf} 個の並列信号出力から受信シンボル S_{17} が出力される。

【0096】受信シンボル S_{17} は、受信シンボル複製回路18に入力され、1つの受信シンボル入力に対して符号多重数 N_{code} 個の連続するシンボル列が複製され、受信シンボル列 S_{18} として出力される。拡散符号生成回路15では、拡散率 N_{sf} に等しい数の並列信号出力 S_6 が得られ、これが周波数軸上での拡散符号に相当する。請求項1に記載の送信装置同様、拡散率数 N_{sf} 個分の受信シンボル入力 S_{18} 及び拡散符号生成回路15からの拡散符号入力 S_6 との対応する出力要素同士が乗算回路16にて乗算され、逆拡散後のシンボル(列) S_{19} が出力される。

【0097】すなわちあるタイミングでの受信シンボル入力 S_{18} 、 $1 = \{m_{18_1}, 1\}, (m_{18_2}, 1), (m_{18_3}, 1), \dots, (m_{18_N_{sf}}, 1)\}$ および拡散符号入力 S_6 、 $1 = \{(m_{6_1},$

$1), (m_{6_2}, 1), (m_{6_3}, 1), \dots, (m_{6_N_{sf}}, 1)\}$ との間で、それぞれの対応する要素同士の乗算により、逆拡散シンボル出力 S_{19} 、 $1 = \{(m_{18_1}, 1) * (m_{6_1}, 1), (m_{18_2}, 1) * (m_{6_2}, 1), (m_{18_3}, 1) * (m_{18_3}, 1), \dots, (m_{18_N_{sf}}, 1) * (m_{6_N_{sf}}, 1)\}$ を得ることになる。

【0098】逆拡散シンボル S_{19} は、そのままではまだ復調することが出来ない。そこで N_{sf} 個分の並列逆拡散シンボル S_{19} を受信シンボル合成回路30に入力することにより、合成受信シンボル S_{20} が出力される。これは拡散率 N_{sf} にわたって並列に入力された受信シンボル S_{19} を複素平面状で合成(和算)することにより、合成受信シンボル S_{20} を得ることに相当する。

【0099】この合成受信シンボル S_{20} が受信信号復調器31に入力され、受信復調データ S_{21} を得る。受信復調データ S_{21} はデインタリーブ回路32に入力され、インタリーブサイズ、インタリーブセグメント長、インタリーブ深さ等のパラメータに従い、データの順番を入れ替えられる。デインタリーブ後受信復調データ S_{22} は、誤り訂正復号化器33に入力され、冗長性が除かれた後受信データとして S_{23} が出力される。請求項1に記載の送信装置の実施の形態同様、マルチキャリアー変調におけるガードインターバル除去等については、図中も含めてここではその手続きを省略してある。

〔請求項5に記載の発明の実施の形態〕図4に示す請求項4に記載の発明に係るマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置の実施の形態における、請求項5に記載の発明に係る受信信号複製手段の実施の形態を図5に示す。図2の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。

【0100】受信シンボル S_{17} は、受信シンボル複製回路18に入力され、1つの受信シンボル入力に対して符号多重数 N_{code} 個の連続するシンボル列が複製され、受信シンボル列 S_{18} として出力される。ここでの受信シンボル複製回路28の働きは、入力シンボル1つに対しシンボル複製過程34を施し、出力された符号多重数 N_{code} 個の複製された並列シンボル S_{24} をさらに並列直列変換過程35によって連続した N_{code} 個受信シンボル列 S_{18} を得ることに相当する。このときの受信シンボル列 S_{18} の長さは、入力シンボル列 S_{17} の長さの N_{code} 倍になる。

〔請求項6に記載の発明の実施の形態〕図4に示す請求項4に記載の発明に係るマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置の実施の形態における、請求項6に記載の発明に係る第二の入出力信号幅変換手段の実施の形態を図6に示す。図2の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。

【0101】受信サブキャリア信号列 S_{16} は、全サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ 個の並列入力として入力信号幅

変換回路18に入力され、信号線数変換されて拡散率 N_{sf} 個の並列出力を有する受信シンボル列S9に変換される。ここでの入出力信号幅変換回路27の働きは、全サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ 個の並列入力よりなる受信サブキャリア信号列S16に一旦並列直列変換過程36を施し、得られた受信シンボル列S25に再び直列並列変換過程37を施して、拡散率 N_{sf} 個の並列出力よりなる受信シンボル列S17に変換することに相当する。このときの受信シンボル列S17の長さは、受信サブキャリア信号列S16の長さ比べて $N_{subcarrier} / N_{sf}$ 10になる。

【0102】〔請求項7または請求項8に記載の発明の実施の形態〕図1に示す請求項1に記載の発明に係るマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置における、請求項7に記載の発明に係るインタリーブ手段の実施の形態を図7(a)に示す。また、図4に示す請求項4に記載の発明に係るマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置における、請求項8に記載の発明に係るデインタリーブ手段の実施の形態を図7(b)に示す。図1、図4、図10、図11、図13、及び図14とは同じ参

照番号を付してある。

【0103】インタリーブ回路12では、入力データ信*
(インタリーブブロックサイズ) $= N_{subcarrier} \times N_{bits/symbol} \times N_{code} \times N_s$

$$= 256 \times 2 \times 24 / 32 = 382$$

(インタリーブセグメント長) $= N_{subcarrier} / N_{sf}$

$$= 256 / 32 = 8$$

(インタリーブ深さ) $= N_{bits/symbol} \times N_{code}$

$$= 2 \times 24 = 48$$

であるから、インタリーブ回路12の前後において、
(入力ビットデータ列S2) = {b1, b2, b3, b4, . . . , b9, b10, b11, b12, . . . , b17, b18, b19, b20, . . . , b25, b26, b27, b28, . . . , b384}

(出力ビットデータ列S3) = {b1, b9, b17, b25, . . . , b2, b10, b18, b26, . . . , b3, b11, b19, b27, . . . , b4, b12, b20, b28, . . . , b384}

を得る。また、出インタリーブ回路32の前後において、

(入力ビットデータ列S21) = {b1, b9, b17, b25, . . . , b2, b10, b18, b26, . . . , b3, b11, b19, b27, . . . , b4, b12, b20, b28, . . . , b384}

(出力ビットデータ列S22) = {b1, b2, b3, b4, . . . , b9, b10, b11, b12, . . . , b17, b18, b19, b20, . . . , b25, b26, b27, b28, . . . , b384}

を得る。

*号S2に対し、別途入力される制御入力S26に従ってインタリーブパラメータを決定し、出力データ信号S3を出力する。

【0104】デインタリーブ回路32では、入力データ信号S21に対し、別途入力される制御入力S26に従ってインタリーブパラメータを決定し、出力データ信号S22を出力する。

【0105】ここで決定されるインタリーブパラメータはインタリーブブロックサイズ、インタリーブセグメント長、インタリーブ深さである。また、制御入力S26は、マルチキャリアーCDMA信号全サブキャリア数 $N_{subcarrier}$ 、1変調シンボあたり情報ビット数 $N_{bits/symbol}$ 、符号多重数 N_{code} 等の情報量を含む。

【0106】〔実施例〕

〔請求項7または請求項8に記載の発明の実施例〕図7に示す請求項7に記載の発明に係るインタリーブ手段及び請求項8に記載の発明に係るデインタリーブ手段の実施の形態において、具体的にサブキャリア数 $N_{subcarrier} = 256$ 、拡散率 $N_{sf} = 32$ 、符号多重数 $N_{code} = 24$ とした場合のインタリーブ操作を実施例を図9に示す。

【0107】ここで、

$$= 256 \times 2 \times 24 / 32 = 382$$

$$= N_{subcarrier} / N_{sf}$$

$$= 256 / 32 = 8$$

$$= N_{bits/symbol} \times N_{code}$$

$$= 2 \times 24 = 48$$

〔計算機シミュレーションによる比較〕図1に示す請求項1に記載の発明におけるマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置の実施の形態及び図4に示す請求項4に記載の発明におけるマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置の実施の形態(a)及び、図15に示す従来のマルチキャリアー変調方式用CDMA送信装置を拡張した実施の形態及び図16に示す従来のマルチキャリアー変調方式用CDMA受信装置を拡張した実施の形態(b)との間で、1ビットあたり雑音電力密度(E_b/N_0)とパケット誤り率との関係を比較したものを図9に示す。ただし、サブキャリア数 $N_{subcarrier} = 256$ 、拡散率 $N_{sf} = 32$ 、符号多重数 $N_{code} = 24$ とし、変調方式は16QAM($N_{bits/symbol} = 4$)、信号合成にはORC(Orthogonality Remaining Combining)を用いた。

【0108】本発明の構成においてインタリーブを用いた場合(a)には、従来のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置及び受信装置を拡張することにより、パケット伝送速度の高速化をはかった場合(b)に比べて、良好な特性が得られている。

【0109】

【発明の効果】以上述べたように、本発明に係るビットインタリーブ機能を有するマルチキャリアーCDMA送信装置及び受信装置を用いることにより、マルチキャリアーCDMAが本来もっている周波数ダイバーシチ効果より大きな、送信データ列のビットインタリーブ効果をあげることができる。よって従来考えられてきたマルチキャリアーCDMA変調方式送信装置では、伝搬環境が劣悪であるためにデジタルパケット無線通信が不可能であったような場合においても、本発明によれば、パ

【0110】特に、本発明によれば、拡散率よりもマルチキャリア変調信号サブキャリア数が大きくなる場合に、あるいは変調シンボルの多値化数が大きくなる場合に、マルチキャリア変調方式におけるビットインタリーブの仕組みを応用するため、より信頼性の高いマルチキャリアーCDMA通信を実現することができる。

【0111】更に、本発明においては、変調前（復調後）のインタリーブ回路（デインタリーブ回路）でのビットインタリーブ操作を工夫している。したがって、本

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1に記載の発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図2】請求項2に記載の発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図3】請求項3に記載の発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図4】請求項4に記載の発明の実施の形態を示すプロ

ック図である。

【図5】請求項5に記載の発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図6】請求項6に記載の発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図7】請求項7および請求項8に記載の発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図8】請求項7および請求項8に記載の発明の実施例を示す図である

【図9】計算機シミュレーションによる特性比較を示す図である。

【図10】マルチキャリア変調方式用送信装置におけるインタリーブ操作を説明するブロック図である。

【図11】マルチキャリア変調方式用受信装置におけるデインタリーブ操作を説明するブロック図である。

【図12】マルチキャリア変調方式におけるインタリーブ操作を示す図である。

【図13】従来のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置の実施の形態を示すブロック図である。

【図14】従来のマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置の実施の形態を示すブロック図である。

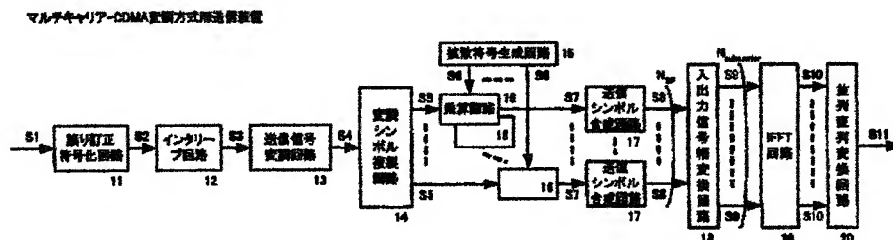
【図15】拡張された従来のマルチキャリアーCDMA変調方式用送信装置の実施の形態を示すブロック図である。

【図16】拡張された従来のマルチキャリアーCDMA変調方式用受信装置の実施の形態を示すブロック図である。

【図17】従来のマルチキャリア変調方式用送信装置から本発明の実施の形態への拡張を示すブロック図である。

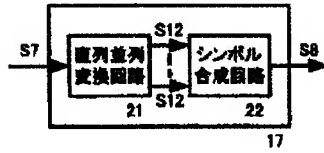
【図18】従来のマルチキャリア変調方式用受信装置から本発明の実施の形態への拡張を示すブロック図である。

【図1】



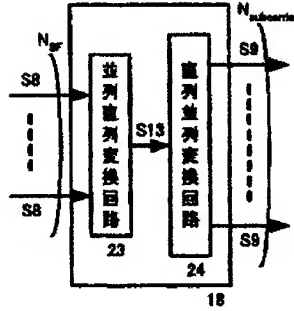
【図2】

送信シンボル合成回路



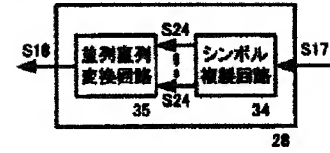
【図3】

入出力信号幅変換回路



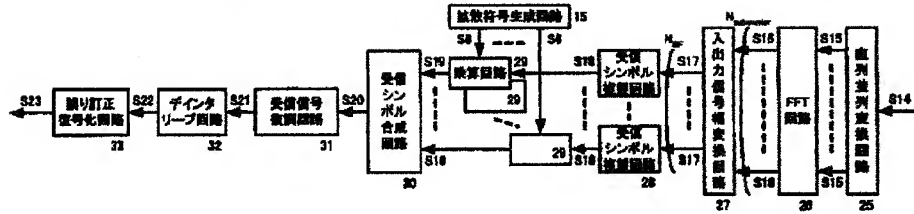
【図5】

受信シンボル複製回路



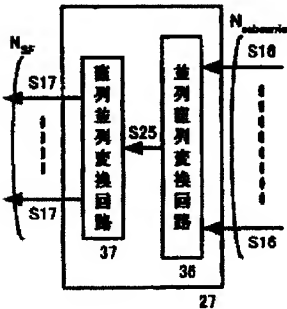
【図4】

マルチキャリア-OFDM変調方式用受信装置



【図6】

入出力信号幅変換回路



【図7】

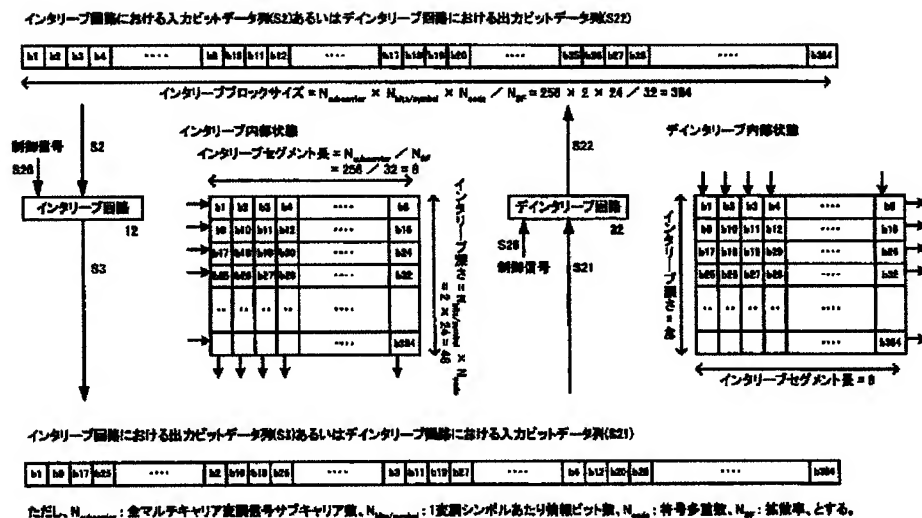
(a) インタリーブ回路(送信装置側)



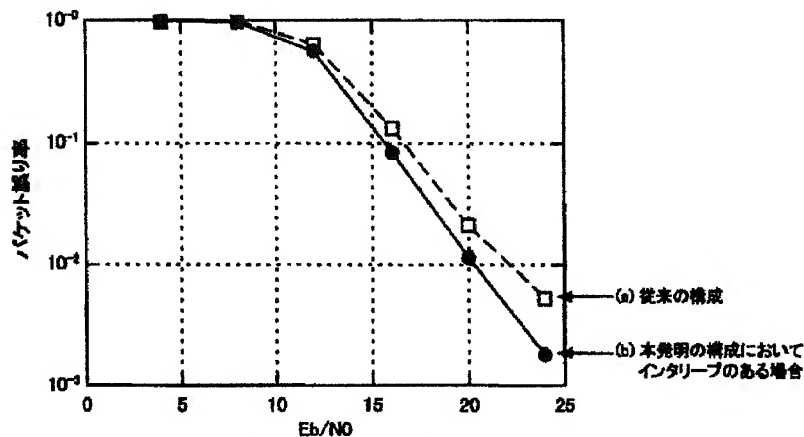
(b) デインタリーブ回路(受信装置側)



【図8】



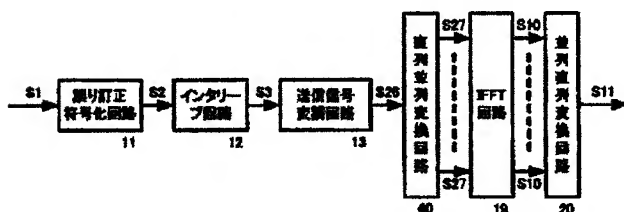
【図9】



ただし、 $N_{\text{subcarrier}}$ ：全マルチキャリア変調符号サブキャリア数、 $N_{\text{bits/subcarrier}}$ ：1変調シンボルあたり情報ビット数、 N_{code} ：符号多重数、 N_{sp} ：拡散率、とした場合の
 $N_{\text{subcarrier}} = 256$ 、 $N_{\text{bits/subcarrier}} = 4$ (QPSK)、 $N_{\text{code}} = 24$ 、 $N_{\text{sp}} = 32$ であり、合成方法はOFDM(Orthogonal Frequency Multiplexing)である。
 また、パケットサイズは512byte、FMS遅延分散100ns、指数減衰型マルチパスモデルを用いた。

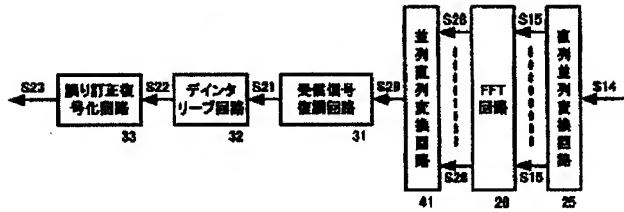
【図10】

マルチキャリア変調方式用送信装置



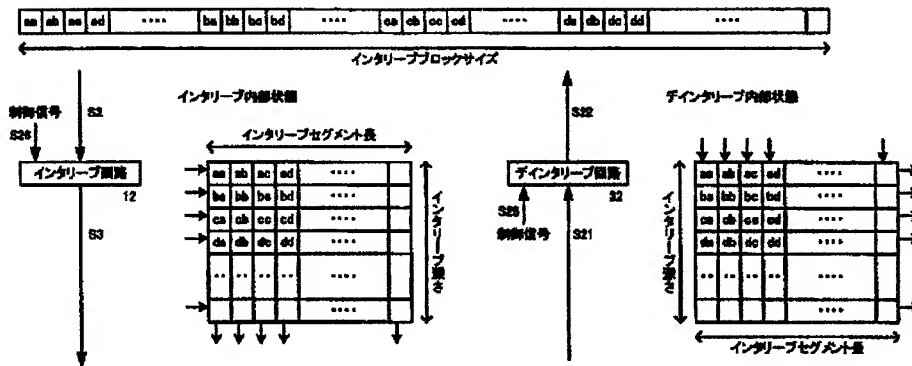
【図11】

マルチキャリア変調方式用受信装置



【図12】

インタリーブ回路における入力データ列(S2)あるいはディンタリーブ回路における出力データ列(S22)

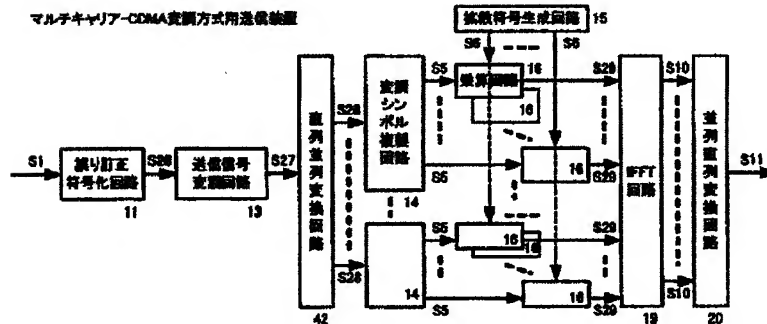


インタリーブ回路における出力データ列(S3)あるいはディンタリーブ回路における入力データ列(S21)

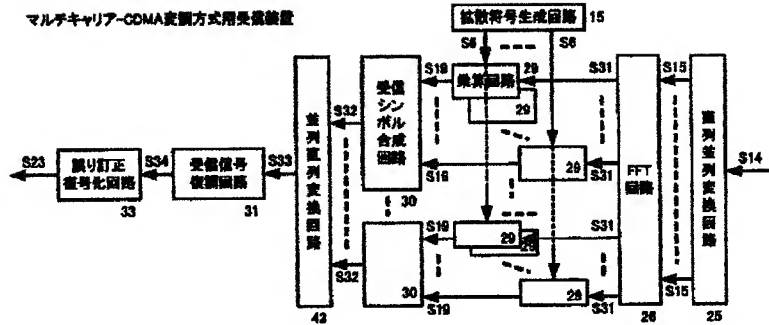


【図13】

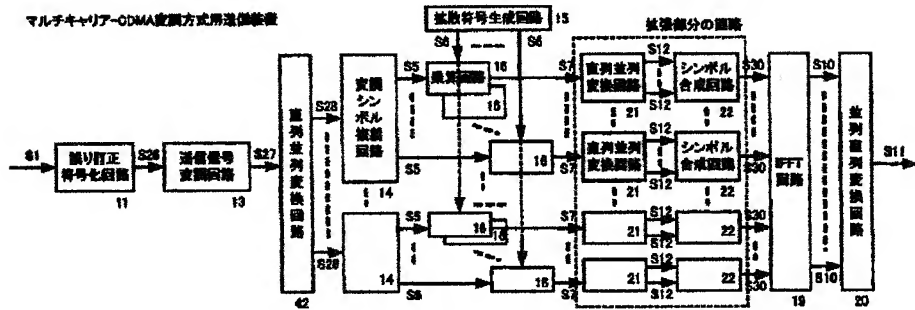
マルチキャリア-CDMA変調方式用送信装置



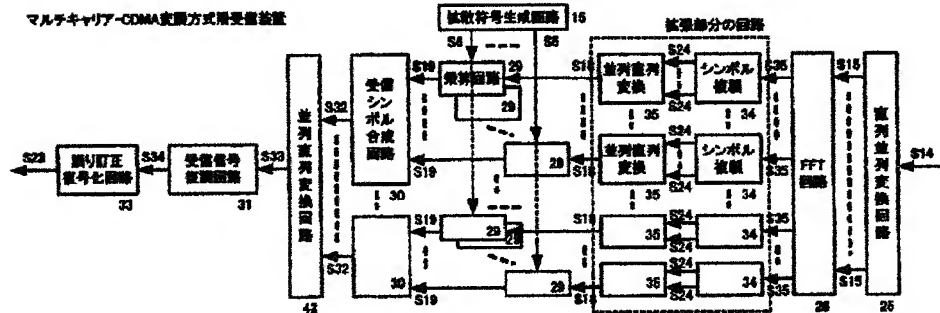
【図14】



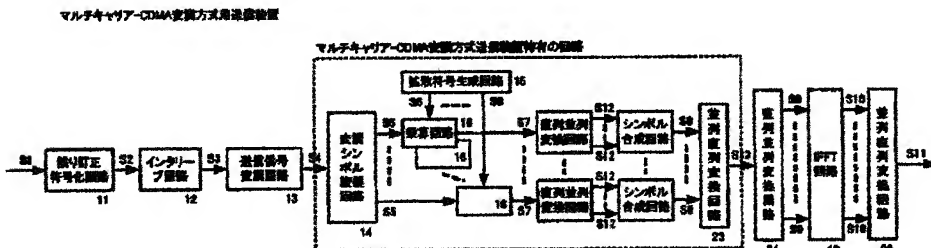
【図15】



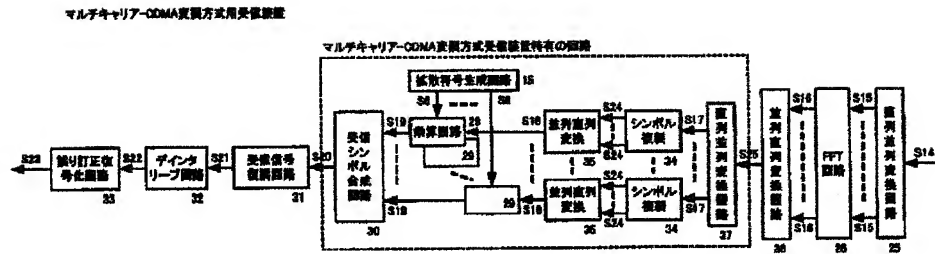
【図16】



【図17】



【图 18】



フロントページの続き

(72)発明者 堀 哲
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内

(72)発明者 阪田 徹
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内

(72)発明者 守倉 正博
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内
Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33
EE02 EE14 EE21 EE31 FF01